

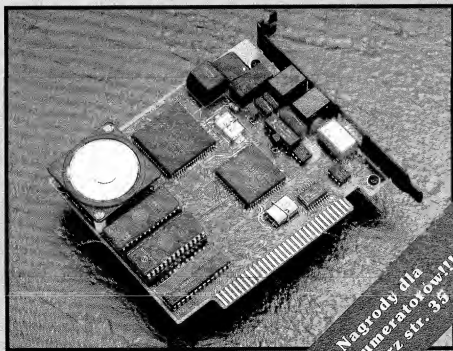
ELEKTRONIK

nowy

miesięcznik
elektroników
11/93
cena 13.900 zł
nr ind. 367141

Prosty syntezyzator
mowy

SLEEP-TIMER
do układów
zdalnego sterowania



Nagrody dla
prenumeratorów!!!
patrz str. 35

W NUMERZE

Prosty syntezator mowy	5
Układ sleep-timer do układów zdalnego sterowania cz.I	7
Pomiar bardzo małych rezystancji ..	10
Sterownik dzwonka szkolnego	11
Generator w.cz. z cyfrowym układem stabilizacji częstotliwości ..	14
SWOP AMP - wzmacniacze operacyjne z multipleksowanymi wejściami	16
Katalog 74HCxxx	17
NE 5037 - 6 bitowy przetwornik A/C z wyjściami równoległymi ...	23
Filtry drabinkowe z rezonatorów piezoceramicznych 465kHz w transceiverze CW/SSB	26
Katalog tranzystorów produkcji b. ZSR	28
Ogłoszenia	29

ELEKTRONIK
NOWY

Miesięcznik 11/1993 (50)
Rok czwarty
Listopad 1993
Nakład 40.000 egz.
Numer zamknięto 23.09.1993
Cena 1 egz. 13.900 zł
Nr ind. 367141

Wydawca
P.W. „ARTCOM”

Adres redakcji:
82-300 Elbląg, ul. Browarna 85
skp pocz. 100
tel./fax 34-18-84 wew. 32
tlx 057302

Redagują:
Jarosław Bereda, Wiesława Oleszczuk,
Ryszard Świątkowski - red. naczelny

Laboratorium elektroniczne
tel. 34-18-84 wew. 31

Stali współpracownicy:
Dariusz Bieńkowski, Jarosław Choma,
Witold Dąbrowski, Robert Krzysztofek,
Andrzej Kusiał, Zbigniew Pędzik,
Stefan Połom, Henryk Szalkiewicz,
Sławomir Szczęśniewicz, Aleksander Rode,
Witold Wrotek

Opracowanie graficzne i DTP
P.W. „ARTCOM”
Mariusz Koltun
Janusz Mikowicz

Naswietlenia:
PP.N.H. „EXPLONAFT” Sp. z o.o.
01-685 Warszawa, ul. Stachury 4

Druk:
HELDruk
82-200 Malbork, ul. Partyzantów 3B
tel. (0-55) 37-09

Redakcja zastrzega sobie prawo
dokonywania skrótów bez adjustacji
nadesłanych materiałów.

BLANKIET DLA PRENUMERATORÓW

Warunki prenumeraty
czasopism technicznych
wydawanych przez
P.W. „ARTCOM”

1. Przyjęcie - wyłącznie na podstawie wpłaty na blankietach wydrukowanych w miesięcznikach: „NOWY ELEKTRONIK”, „ELEKTRONIK HOBBY” i „ŚWIAT PC - tow” lub na blankietach bankowych z zaznaczeniem tytułu czasopisma.
2. Dane na blankiecie - dokładny i czytelnie napisany adres zamawiającego.
3. Wpłaty - zgodnie z podanymi cenami, należy dokonać w bankach lub placówkach pocztowych.

Pokwitowanie dla Banku

zł
słownie

wpłacający

dokładny adres

Na rachunek:
P.W. „ARTCOM”
Elbląg, ul. Browarna 85

B.P. PKO oddział w Elblągu
R-k nr 17516-38276-136

Opłata

zł
datownik podpis przys.

Pokwitowanie dla Posiadacza R - ku

zł
słownie

wpłacający

dokładny adres

Na rachunek:
P.W. „ARTCOM”
Elbląg, ul. Browarna 85

B.P. PKO oddział w Elblągu
R-k nr 17516-38276-136

Opłata

zł
datownik podpis przys.

Pokwitowanie dla Wpłacającego

zł
słownie

wpłacający

dokładny adres

Na rachunek:
P.W. „ARTCOM”
Elbląg, ul. Browarna 85

B.P. PKO oddział w Elblągu
R-k nr 17516-38276-136

Opłata

zł
datownik podpis przys.

Prosty syntezator mowy

Produkowane przez amerykańską firmę ISD (Information Storage Devices) układy serii ISD1000 i ISD2000 służą do zapisu i przechowywania sygnału analogowego. Zapisana informacja może być przechowywana do 100 lat po odłączeniu zasilania. Dzięki zastosowaniu technologii DAST (Direct Analog Storage Technology) objętość pamięci potrzebnej do zapamiętania sygnału analogowego jest

mięci stanowi jeden tranzystor MOS, gromadzący podczas zapisu ładunek elektryczny na tzw. pływającej bramce, czyli doskonale izolowanej okładce kondensatora umieszczonej nad kanałem tranzystora. Ładunek na bramce gromadzony jest dzięki tunelowaniu elektronów przez warstwy izolacyjne, po przyłożeniu do nich odpowiednio wysokiego napięcia, generowanego w układzie. Przewod-

ni na napięcie o wartości równej próbie. Takich komórek jest w układach serii ISD1000 128 tysięcy, a w serii ISD2000 już 480 tysięcy. W ISD 1016 pamięć podzielona jest na 160 w pełni adresowalnych partycji po 800 komórek każda. Przy częstotliwości próbkowania 8kHz daje to 0.1 sek. na partycję, czyli 16 sekund z całej pamięci. Odczytywany z pamięci sygnał przechodzi przez filtr wygładzający i jest podawany na wewnętrzny wzmacniacz mocy z wyjściem symetrycznym, pozwalający na wystawianie małego głośnika (moc wyjściowa układów ISD wynosi 50mW). Zniekształcenia harmoniczne są nie większe od 2%. Dodatkowo istnieje możliwość dołączenia zewnętrznego sygnału, który będzie podawany na głośnik zawsze, gdy nie odczytujemy sygnału z pamięci. Umożliwia to automatyczny wewnętrzny multiplexer analogowy. W przypadku, gdy chcemy wystawiać głośnik o większej mocy, sygnał wyjściowy może być wzmacniony. Rozdzielenie galwaniczne części analogowej i cyfrowej umożliwia ich niezależne zasilanie i redukcję zakłóceń.

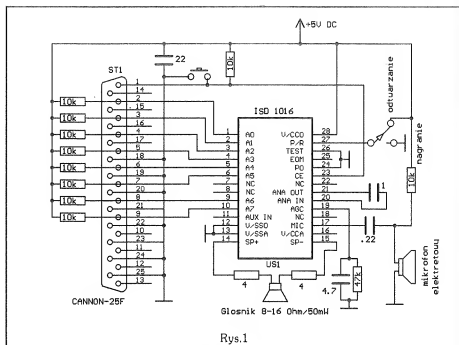
Prostota konstrukcji i łatwość stosowania stwarza szerokie możliwości w dziedzinie zastosowań układów ISD: od urządzeń zapowiadających, przez automatyczne sekretarki czy zabawki, do urządzeń alarmowych. W przedstawionym zastosowaniu wykorzystano możliwość swobodnego adresowania komunikatów do budowy prostego syntezatora mowy.

Trzydzieści pięć najczęściej występujących w języku polskim fonemów wpisano do partycji pa-

średnio 10 razy mniejsza niż przy zwykłym zapisie w pamięci cyfrowej. Podstawowe parametry układów ISD podaje tabela 1. Schemat blokowy układu ISD1016 przedstawiono w NE 9/93 w art. pt. "Nowy syntezator mowy ISD1016", a opis wyprowadzeń umieszczono w tabeli 2.

Układ ISD posiada wbudowany wzmacniacz mikrofonowy z układem automatycznej regulacji wzmacnienia, oraz niezależny przedwzmacniacz używany wtedy, gdy zapisywany sygnał podawany jest ze źródła innego niż mikrofon. Po przejściu przez filtr ograniczający pasmo sygnał jest próbkowany i zapisywany w analogowej pamięci EEPROM. Pojedynczą komórkę pa-

ność kanału tranzystora MOS (łączącego źródło z drenem) zależy od ładunku zgromadzonego na bramce. Podczas nagrywania ustala się ładunek bramki odpowiadający wartości próbki sygnału. Dzięki doskonałej izolacji ładunek bramki utrzymuje się bez zmian przez co najmniej sto lat. Tranzystor MOS stanowi więc specyficzny układ Sample-Hold. Podczas odtwarzania wartość przewodności kanału jest przetwarzana

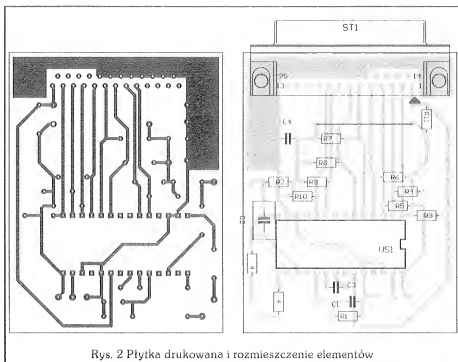


Rys.1

Tabela 1.

Podstawowe parametry układów ISD serii 1000 i 2000

Układ	Czas zapisu [sek]	Częstot. próbkowania [kHz]	Ograniczenie pasma [kHz]	Liczba komórek pamięci [Tys.]
ISD1012	12	10.00	4.5	128
ISD1016	16	8.00	3.4	128
ISD1020	20	6.40	2.7	128
ISD2560	60	8.00	3.4	480
ISD2575	75	6.40	2.7	480
ISD2590	90	5.33	2.3	480
ISD25120	120	4.00	1.7	480



Rys. 2 Płytki drukowane i rozmieszczenie elementów

mięci o długości 0,2 sek. każda, pod kolejnymi adresami : 0, 2, 4, 6 ... itp. aż do 64. Synteza mowy odbywa się metodą "składania z klocków". Aby usłyszeć słowo "ala" musimy wykonać następujące czynności : przestać do wejścia A0-A9 układu adres litery "a", uruchomić odtwarzanie, przestać adres litery "l", uruchomić odtwarzanie, przestać adres litery "a", uruchomić odtwarzanie. Układ automatycznie zatrzymuje odtwarzanie na początku każdego następnego komunikatu. Aby jednak nie uruchomić odtwarzania następnego fonemu w czasie trwania poprzedniego, instrukcje uruchomienia odtwarzania muszą być oddzielone przerwami o długości 0,2 sek.

(układ pracuje w czasie rzeczywistym). Opisany sposób syntezy mowy jest nieco sztuczny, gdyż nie uwzględnia różnic w czasie trwania fonemów w zależności od danego słowa, jego miejsca w zdaniu oraz akcentu. Nie uwzględnia się również akcentów melodycznych.

Układ elektroniczny syntezy mowy (rys. 1.) jest bardzo prosty i składa się poza ISD1016 tylko z 4 kondensatorów, 12 oporników oraz mikrofonu elektretowego. Do zasilania wykorzystano napięcie +5V z zasilacza

komputera.

Do adresowania pamięci i uruchomienia odtwarzania używane jest wyjście drukarkowe komputera. Przykładowy program napisany w języku Turbo Pascal 6.0 umożliwia nagranie fonemów o ustalonym czasie trwania 0,2 sek. (procedura nagranie) oraz "czytanie" wciskanych przez operatora klawiszy. Należy pamiętać o właściwym położeniu przełącznika P1 podczas nagrywania i odtwarzania. Procedura powozd może być wykorzystana również np. do czytania tekstu z ekranu, mówienia zadanych wcześniej komunikatów itp. Wszystkie wartości opóźnień w programie (funkcja delay) są dobrane dla komputera IBM XT. Komputery z szybszym zegarem wymagają zwiększenia tych wartości o stałą multiplikatywną dobraną eksperymentalnie.

Tomasz Durakiewicz

Tabela 2.

Opis wyprowadzeń układu ISD 1016

Pin	Nazwa
20	wejście analogowe
21	wyjście analogowe
17	wejście mikrofonowe
18	poziom odniesienia przedwzmacniacza, mikrofonowego
19	automatyczna regulacja wzmacnienia
18	+ części analogowej
13	masa analogowa
12	masa cyfrowa
28	+ części cyfrowej
1-6,9,10	wejścia cyfrowe
26	opcjonalny zegar zewnętrzny
24	przejście w stan czuwania
27	nagrywanie/odtwarzanie
23	start
25	koniec komunikatu
11	dodatkowe wejście analogowe
15	wyjście - wzmacniacza mocy
14	wyjście - wzmacniacza mocy
7,8,22	nie podłączone

program mowa;

```
uses crt;
label skok;
const ipt1 = $3bc; { pins 2,3,4,5,6,7,8,9 adres fonemu }
ipt4 = $3be; { pin 1 powiedz }
a=0;b=2;c=4;d=6;e=8;f=10;g=12;h=14;i=16;j=18;k=20;l=22;
m=24;n=26;o=28;p=30;q=32;r=34;s=36;t=38;u=40;v=42;
z=44;zz=46;zzz=48;dz=50;dzz=52;dz=54;sz=56;rz=58;
y=60;as=62;se=64;ce=66;as=68;
var ix,i : byte;
x : integer;
litera : Char;

procedure say(adres:byte);
begin
  port[ipt1]:=adres;
  port[ipt4]:=1;
  port[ipt4]:=0;
  delay(200);
end;
```

BEGIN

```
cursor;
{ procedura nagrywania fonemów ujeta w nawiasie }
ix:=0;
repeat
  begin
    writeln(ix);
    readln(i);
    port[ipt1]:=ix;
    port[ipt4]:=1;
    delay(100);
    port[ipt4]:=0;
    port[ipt4]:=0;
    sound(500);delay(200);nosound;
    ix:=ix+2;
  end;
until ix=136;
skok;
port[ipt4]:=0;
litera:=ReadKey;
if litera<>0 then
  case ReadKey of
```

```

";say(dz); { alt-d }
";say(zzz); { alt-z }
#31:say(s2); { alt-s }
#46:say(c2); { alt-c }
end;
case litera of
'a'.. 'z': Say((Ord(litera)-Ord('a'))*2);
'A':say(aa);
'C':say(cc);
'E':say(ee);
'L':say(ll);

```

```

"N":say(nn);
"S":say(ss);
"Z":say(zz);
"X":say(xa);
#27:halt;
end;

goto skok;

END.

```

Układy ISD są do nabycia w firmie PHU „MARTA” – agencji handlowej firmy ISD
ul. Sanocka 1/31, 53-304 Wrocław, tel/fax 0048-71-677171

Układ sleep-timera do układów zdalnego sterowania cz.I

Nowa generacja układów zdalnej regulacji posiada układ "sleep-timera". Starsze układy tej funkcji nie posiadają. Artykuł dotyczy dostosowania układów serii SAA1293 oraz UL1025 do spełniania tej funkcji. Układ "sleep-timer" jest sterowany w/w układami scalonymi za pomocą nadajnika zdalnego sterowania i pozwala na ustawienie czasu wyłączenia do 90 minut z krokiem 10-cio minutowym.

Układ scalony SAA1293 posiada nie wykorzystane wyprowadzenie nr 28, które jest sterowane rozkazem nr 63 z nadajnika z układem scalonym SAA1250. Poziom napięcia na tym wyprowadzeniu jest niski przez cały czas nadawania rozkazu nr 63, po czym wraca do stanu wysokiego. Rozkaz nr 63 jest wysyłany po zwarcu ze sobą wyprowadzeń nr 8 (h) i 17 (G) układu scalonego SAA1250.

W nadajniku zdalnego sterowania N2S2032 (SYRIUSZ 504/505) klawisz ten można wyprowadzić z prawej strony przycisku wyciszania fonii (płyta nadajnika ma wyprowadzone w tym miejscu wymienione końcówki układu scalonego SAA1250).

Zasada pracy układu (Rys.1 oraz Rys.2).

Po włączeniu zasilania OTV zerowane są: multiwibrator monostabilny US1, przerzutniki US3A – US3B, US5A–US5B, liczniki US9, US10, tajmer US7 oraz multiwibra-

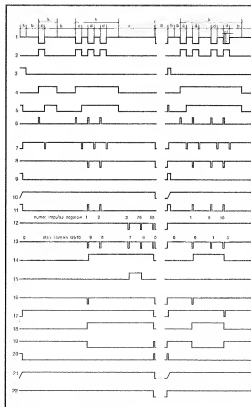
tor astabilny US11. Na wyjściach bramek US16A do US16G (wyjścia typu o/c) oraz bramki US4C jest stan wysoki, na wyjściu bramki US16H jest stan niski, tranzystory T1 do T8 są otwarte. Wyświetlacz jest sterowany z układu SAA1293.

Po naciśnięciu na klawiaturze przycisku "sleep-timer" na wyprowadzeniu 28 – SAA1293 pojawia się stan niski (przebieg 1 – Rys.2). Multiwibrator US1 pracuje w trybie retrigowalnego wyzwalania zbo-

jących anody wyświetlacza oraz przez bramkę US16H blokuje tranzystory T1 do T8. Multiwibrator US11 z częstotliwością około 1kHz przełącza klucze US12 i US13, które podają stany wyjść liczników US9 i US10 na wejście dekodera US15 oraz sterują anodami wyświetlacza. Wyświetlacz pokazuje stan liczników. Jednocześnie z multiwibratorem US1 zostaje wyzwalony detektor zboczy opadających US2D (p.6), jednak impuls z

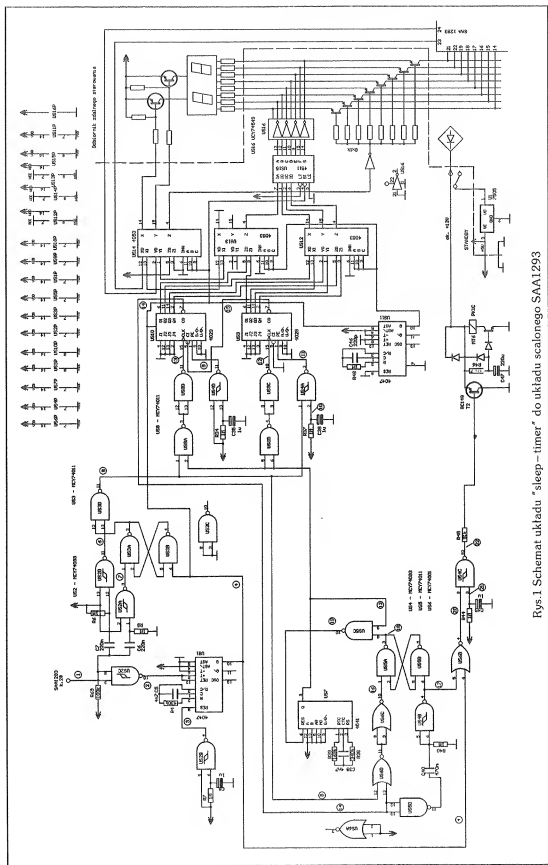
tor nastającym i zostaje wyzwalony (p.2) oraz p.4). US1 odblokuje przerzutnik US3A–US3B, dekodery 7-segmentowy US15 i multiwibrator US11, blokuje bramkę US6B i przełącza klucz US14.

Klucz ten przełącza sterowanie tranzystorów zasil-



Rys.2 Przebiegi czasowe "sleep-timera".

Objaśnienia: a) włączenie napięcia klawiszem ścielcym / zerowanie układu (TV-standby lub TV-set), b) oczekiwanie (TV-standby lub TV-set), c) sprawdzenie liczników "sleep-timera" (TV-set), d) ustawianie liczników (TV-set), e) praca układu (TV-set), f) impuls wyłaczający TV (TV-standby), g) samowylączenie napięcia (TV-off), h) samowylączenie napięcia / zerowanie układu (TV-standby), i) wyzerowanie liczników "sleep-timera" (TV-set), k) wskazywanie przez wyświetlacz stanów liczników



Rys.1 Schemat układu "sleep-timer" do układu scalonego SAA1293

wyjścia detektora nie przedostaje się na wejścia liczników, gdyż drugie wejście bramki US3D blokuje jej wyjście przez przerzutnik US3A-US3B (p.5 i p.8).

Przy powrocie do stanu wysokiego na wyprowadzeniu 28 -

SAA1293, zostaje wyzwolony detektor zboczy narastających z bramką US2A (p.7). Impuls z tego detektora zmienia stan wyjścia przerzutnika US3A-US3B (p.5), wyjście bramki US3D jest odblokowane. Jeżeli w ciągu 5 sekund od

naciśnięcia przycisku "sleep-timer" nie zostanie on naciśnięty drugi raz, multiwibrator US1 wraca do stanu niskiego (p.4).

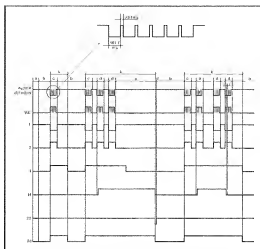
Przerzutnik

US3A-US3B zostanie ustawiony w stan niski (p.5 część b), klucz US14 jest przetaczony, multiwibrator US11 wyłączony, dekoder US15 i tranzystory T1 do T8 są zablokowane. Wyświetlacz wyświetlać będzie informacje z układu scalonego SAA1293.

Ustawienie "sleep-timer" polega na kilkakrotnym naciśnięciu przycisku "sleep-timer" w odstępie nie większym niż 5 sekund.

Pierwsze naciśnięcie powoduje skutek opisany powyżej. Po drugim naciśnięciu impuls z detektora US2D jest podawany przez bramkę US3D jednocześnie na wejście licznika US10 przez bramki US8A, US8D (licznik zlicza w dół) oraz wejście ustawiające licznika US9 przez bramkę US4A (licznik jest zerowany) i na wejście przerzutnika US5A-US5B (wyjście przerzutnika odblokowuje timer US7). Zmiana z zerowego stanu licznika US10 powoduje zmianę na wyjściu przeniesienia CO (p.14) blokując bramkę US6D. Timer US7 jest ustawiony do pracy stabilnej, generując krótkie

(ok. 1μs) impulsy ujemne co 60 sekund. Impulsy te (p.12) podawane są na wejścia zegarowe liczników US9 i US10 przez bramki US8A, US8D i US8B, US8C. Układ "sleep-timer" odmierzają czas do wyłączenia telewizora.



Rys.4 Niektóre przebiegi czasowe układu z Rys.3 (objaśnienia jak na Rys.2)

Jeżeli nie chcemy aby "sleep-timer" wyłączył telewizor, należy sprowadzić zawartość liczników do zera, naciskając kilkakrotnie przycisk na pilocie. Wówczas na wyjściu przeniesienia CO (p.15) licznika US9 pojawia się stan niski, co

powoduje powstanie stanu niskiego na wyjściu przeniesienia licznika US10 (p.14). Na wyjściu detektora zbocza US4B (p. 17 część i) powstaje impuls zerujący przerzutnik US5A-US5B (p.18) – następuje zatrzymanie pracy timer-a US7. Jednocześnie impuls ten jest podawany na bramkę US6B. Ponieważ na drugim wejściu tej bramki jest stan wysoki (p.4), na jej wyjściu (p.20) nie ma zmiany stanu i telewizor nie zostanie wyłączony.

Wyłączenie telewizora przez "sleep-timer" przebiega w następujący sposób. Po doś-
 ściu zawartości liczników do zera impuls powstający na wyjściu bramki US4B (p.17 część f) powoduje zatrzymanie pracy timer-a US7 w sposób opisany wyżej. Jednocześnie impuls ten przechodzi przez bramkę US6B (p.17, 4, 20

część f). Na wyjściu bramki US4C (p.22) otrzymamy stan niski. Stan ten blokuje tranzystor T9, a przełącznik Pk odłącza napięcie zasilające +5V standby (Rys.2 część g), co w konsekwencji wyłącza telewizor, poprzez wyłączenie układu scalonego SAA1293. W tym czasie przez rezystancję cewki przełącznika Pk i rezystor R ładuje się kondensator C. Po około 1.5 sekundy, kiedy napięcie na kondensatorze przekroczy wartość napięcia przewodzenia diody D i złącza B-E tranzystora T10, tranzystor ten zaczyna przewodzić. Przełącznik Pk zostaje załączony (Rys.2 część h), podając napięcie +5V standby na SAA1293. Telewizor zostaje w trybie pracy standby, a układ "sleep-timera" zostaje wyzerowany.

Tomasz Gościński

ciąg dalszy za miesiąc

Pomiar bardzo małych rezystancji

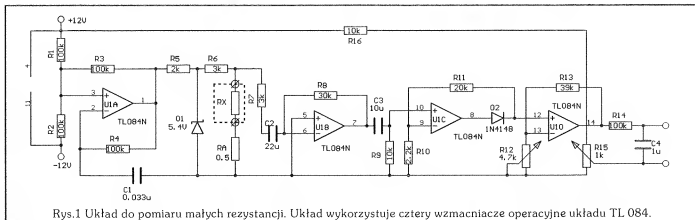
Pomiaru małych wartości rezystancji możemy dokonać w dość prosty i pomysłowy sposób. Jedną z metod jest zmierzenie spadku napięcia na badanej rezystancji i następnie na podstawie pomiaru prądu obliczyć wartość tej rezystancji. Ponieważ spadek napięcia zależy od prądu jaki będzie przepływał przez testowaną rezystancję, wobec tego prąd ten powinien być wystarczająco duży, aby spowodował dający się łatwo zmierzyć spadek napięcia. Na przykład aby na

rezystorze o wartości $0.1[\Omega]$ wystąpił spadek napięcia $10[\text{mV}]$, to przez rezystor ten musi przepływać prąd o wartości $100[\text{mA}]$. Większa wartość prądu dostarcza większego napięcia na badanej rezystancji. Jakkolwiek, w wielu przypadkach nie można zwiększać wartości prądu jaki może przepływać przez element, aby nie uszkodzić go. Należy także wziąć pod uwagę, że ciepło wydzielane na rezystorze badanym, podczas przepływu dużego prądu, może spowodować błędy pomiaro-

we na skutek termicznych zmian wartości rezystancji.

Problem ten może być rozwiązany przez wzmocnienie spadku napięcia na elemencie testowanym do tego stopnia, aby prąd potrzebny do testowania był o wiele mniejszy i nie wywoływał skutków cieplnych na rezystancji badanej.

Jeżeli założymy, że wzmacniacz będzie miał wzmocnienie rzędu $60[\text{dB}]$, wówczas wyjściowe napięcie wynosić będzie $0.1[\text{V}]$ już dla prądu $1[\text{mA}]$ przy rezystancji testo-



Rys.1 Układ do pomiaru małych rezystancji. Układ wykorzystuje cztery wzmacniacze operacyjne układu TL 084.

wanej 0.1[Ω].

Typowo większość wzmacniaczy operacyjnych ma pewien wejściowy błąd napięcia wejściowego – spowodowany istnieniem przesunięcia napięcia na wejściu. To przesunięcie napięcia wejściowego powoduje, że jeżeli wejściowe napięcie będzie bardzo małe (a dokładnie będzie porównywalne z napięciem błędem na wejściu) to wystąpi błąd wzmacnienia na wyjściu.

Stosując jednak technikę zmienne-prądową można ominąć ten problem – Rys.1.

Układ IC_A wraz z kondensatorem C_1 i rezystorami R_1 , R_2 , R_3 , R_4 tworzą generator fali prostokątnej o częstotliwości około 300[Hz]. Dioda $D1$ ustala wartość napięcia fali prostokątnej na poziomie $6V_{pp}$ (napięcie międzyszczytowe). Ponieważ wartość mierzonej rezystancji R_x wraz z dodatkową rezystancją R_A jest dużo mniejsza od rezystancji R_6 – na Rys.1 – wobec tego prąd płynący przez badany rezystor R_x wynosić będzie:

$$I_x = \frac{6[V]}{R_6} = \frac{6[V]}{3[k\Omega]} = 2[mA]$$

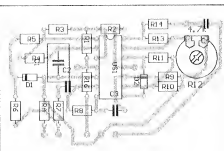
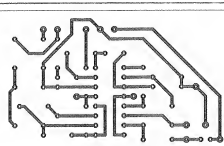
Z kolei wejście układu IC_B (napięcie wejściowe) jest określane jako:

$$V_{in} = 0.002 \times (R_x + R_A)$$

Wzmocnienie układu IC_B określone jest zależnością (wzmocnienie zmiennoprądowe):

$$IC_B K_{udc} = \frac{R_8}{R_7} = \frac{30[k\Omega]}{3[k\Omega]} = 10$$

Układ IC_C oraz dioda $D2$ zamieniają sygnał zmiennoprądowy na sygnał stałoprądowy ze współ-



Rys. 2 Płytką drukowaną i rozmieszczenie elementów na płytce

czynnikiem wzmocnienia (wzmocnienie stałoprądowe):

$$IC_C K_{udc} = 1 + \frac{R_{11}}{R_{10}} = 1 + \frac{20[k\Omega]}{2.2[k\Omega]} \approx 10$$

Układ IC_C jest wzmacniaczem stałoprądowym ze wzmocnieniem:

$$IC_D K_{udc} = 1 + \frac{R_{12}}{R_{12}}$$

W rezultacie wyjściowe napięcie U_o można określić jako:

$$U_o = k \times V_{in} \times IC_A K_{udc} \times IC_B K_{udc} \times IC_C K_{udc}$$

gdzie k jest współczynnikiem konwersji. Dla współczynnika wypełnienia sygnału z generatora IC_A – równego 50%, współczynnik k wynosi 0.5.

Rozwijając dalej ostatnie wyrażenie otrzymujemy:

$$U_o = 0.5 \times 0.002 (R_x + R_A) \times 10 \times 10 \times (1 + \frac{R_{12}}{R_{12}})$$

czyli:

$$U_o = 0.1 (R_x + R_A) (1 + \frac{R_{12}}{R_{12}})$$

Wyjście napięciowe ze wzmacniacza IC_D ma na swoim wyjściu filtr wygładzający na elementach R_{12} i C_3 . Wyjściowe napięcie U_o może być zmierzone woltomierzem napięcia stałego.

Rezystancja R_A dostarcza bazowego sygnału dla wzmacniacza IC_B . Jeżeli mierzona wartość R_x jest równa zero, wówczas dzięki istnieniu rezystancji R_A na wejściu IC_B mamy napięcie 1[mV_{pp}]. Jeśli R_A ma wartość zerową, a R_x jest rezystancją bardzo małą, wówczas wejściowy szum może "zjeść" wejściowe napięcie. W celu skompensowania wpływu błędu wejściowego napięcia wzmacniacza IC_B zastosowano rezystancję R_A i potencjometr R_{10} . Potencjometrem R_{10} dokonujemy kalibracji układu tzn. doprowadzamy do wskazania 0 na podłączonym woltomierzu do wyjścia w przypadku, gdy $R_x = 0$. Ustawiając wartość R_{12} otrzymujemy skalę 1[Ω/V]. Rezystor R_{12} zmienia wzmocnienie układu IC_D . W ten sposób na zakresie woltomierza (cyfrowego) 2[V], możemy odczytywać wartość mierzonej rezystancji R_x z zakresu 0.001 – 1.999[Ω].

Cały układ można znacznie zminiaturyzować, ponieważ cztery układy operacyjne IC_A , IC_B , IC_C , IC_D wchodzi w skład jednego układu scalonego TL 084. Poza jednym układem scalonym mamy tylko układy RC i dwie diody.

Aleksander Rode

Opracowano na podstawie:
Electronic Design 18/91

Sterownik dzwonka szkolnego

Dane techniczne:

- czas 24 godzinny
- licznik dni
- programowanie 40 dzwońien
- pamięć 2 x 40 dzwońien w

EPROM

- programowanie długości dzwońien
- automatyczna blokada dla soboty i niedziel
- ręczne włączanie i wyłączenie

blokada dzwonienia

- ręczne sterowanie dzwonieniem
- podtrzymanie baterijne

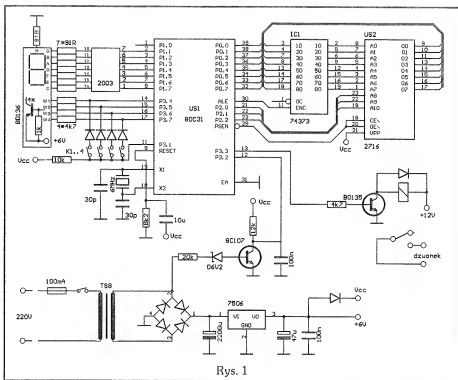
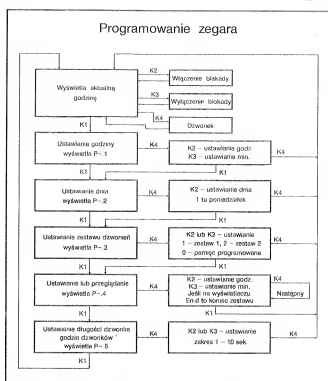
Budowa i działanie sterownika:

Sterownik dzwonka szkolnego zbudowany jest w oparciu o mikroprocesor jednocukłowy 80C31. Program zapisany w EPROM mieści się w 2kB pamięci EPROM.

Wyświetlacz sterowany jest z portu P1 (bity P1.1–7), oraz z portu P3 procesora (bity P3.4–7) poprzez bufor 2003 (P1) i 4 x BD136 (P3). Bity portu P3.4–7 są używane także do sterowania czterema klawiszami (K1 – K4). Całość jest sterowana sekwencyjnie. Wyjście P3.3 procesora poprzez BD135 steruje przełącznik dzwonka (np. RM-6). W zasilaczu można zastosować dowolny transformator o mocy 6 – 8 watów, dający na wyjściu napięcie 9 – 12V. Jeśli w sterowniku będzie wykonywane podtrzymanie baterijne, to należy je podłączyć do V_{cc} po-

chodzi w stan IDLE (stan obniżonego poboru mocy). W tym stanie procesor zawiesza wszelką działalność z wyjątkiem zliczania czasu. W tym stanie urządzenie pobiera około 1.6 mA. W momencie pojawienia się napięcia w sieci procesor wraca do normalnego trybu pracy.

Aby uzyskać maksymalną odporność na zakłócenia należy dodatkowo wykonać (nie uwzględnione na schemacie):



przez dwie diody separujące, np. 1N4148. Jako podtrzymanie baterijne można zastosować 4 x R6 (6V).

Układ wykrywania zaniku napięcia w sieci.

Sygnał z uzwojenia wtórnego transformatora zasilacza poprzez opornik 20k, diodę Zenera D6V2 i tranzystor BC107 dociera do portu P3.2. Program sterownika testuje to wejście i w momencie zaniku napięcia sieciowego procesor prze-

- typowy układ gaskowy na zestykach przełącznika
- uzwojenie wtórne transformatora sieciowego zewrzeć do masy dwoma kondensatorami 47nF
- do uzwojenia pierwotnego podłączyć równolegle 100nF/630V

Programowanie sterownika:

Po włączeniu zasilania na wyświetlaczu pojawia się 0.00. Wcisną-

my kolejno klawisz K1 (wyświetlacz – P-1.) i K4 (wyświetlacz – 0.00). Klawiszem K2 ustawiamy godzinę, a K3 minutę. Przytrzymanie tych klawiszy dłużej powoduje samoczynne zwiększanie zawartości wyświetlacza. Wyjść z programowania można klawiszem K1 (dalsze programowanie innych funkcji) lub klawiszem K4 (powrót do wyświetlania aktualnego czasu).

Programowanie:

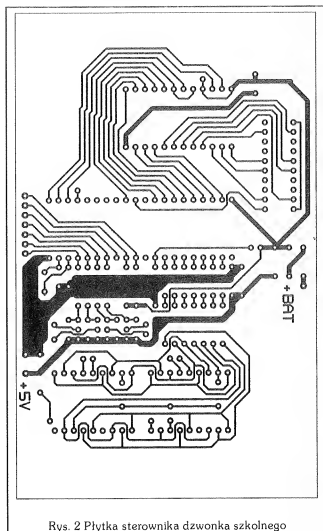
- P-1 – ustawianie aktualnego czasu
- P-2 – ustawianie dnia (1 to poniedziałek)
- P-3 – ustawianie aktywnej tablicy dzwonów
- P-4 – ustawianie dzwonów (jeśli w P-3 ustawiono 00, lub tylko przełączenie, gdy ustawiono 01 lub 02)
- P-5 – ustawianie długości dzwonienia

W czasie wyświetlania aktualnego czasu klawisz K2, K3, K4 zmieniają działanie:

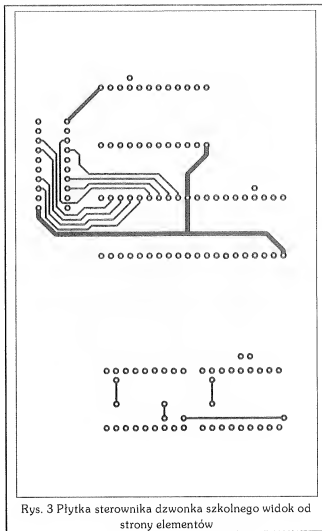
- K2 – zablokowanie dzwonów
- K3 – odblokowanie dzwonów
- K4 – dzwonek

Kontrola zablokowania zegara jest miganie wyświetlacza w trybie wyświetlania aktualnego czasu. Automatyczna blokada dzwonów na sobotę i niedzielę działa o północy z piątku na sobotę, i z soboty na niedzielę.

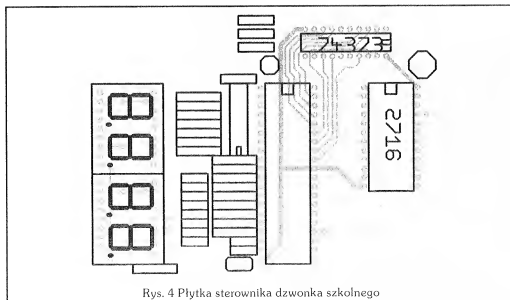
W czasie programowania tablicy



Rys. 2 Płytki sterownika dzwonka szkolnego



Rys. 3 Płytki sterownika dzwonka szkolnego widok od strony elementów



Rys. 4 Płytki sterownika dzwonka szkolnego

dzwońnię należy pamiętać o tym, że należy ustawić granicę dokąd program prowadzić ma porównania. Ustawienie to polega na wpisaniu godziny 0.00, co program zmieni od razu na napis End.

Adresy tablic w EPROM:
zestaw 1 – 1908

zestaw 2 – 1988 (adresy podano dziesiętnie)

Format wpisu:

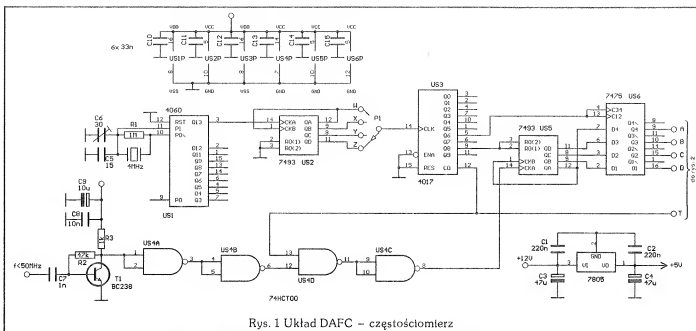
godz, min, godz, min0.0
Maksymalnie 40 czasów na zestaw.

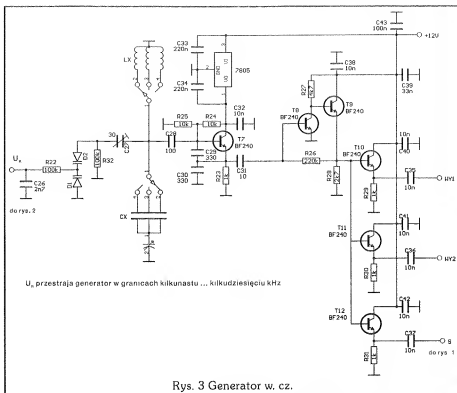
Wpisując pod adres 1273 wartość od 1 do 255 uzyskujemy więk-

szy zakres zmian długości dzwońnięcia przy programowaniu.

Wpisując pod adres 423 wartość od 1 do 255 uzyskujemy wartość długości dzwońnięcia ustawianą po RESET.

Zbigniew Korpak





jemność diody pojemnościowej maleje ze wzrostem napięcia sterującego, co z kolei powoduje wzrost częstotliwości generatora (i vice versa). W efekcie końcowym wszystko to wymusza zmianę częstotliwości generatora w kierunku przeciwnym do spowodowanej przez czynniki destabilizujące. Schemat generatora w.c.z. w układzie Seilera przedstawiono na Rys.3. Z dzielnikiem pojemnościowym jak na rysunku, generator pracuje od 3 do ok. 40 MHz – częstotliwość jego pracy zależy od indukcyjności L_x , a szerokość pasma przestrajania od pojemności C_x .

Opisany układ DAFC pracuje pewnie nawet z bardzo niestabilnymi generatorami (przy przełączniku P1 w pozycji W albo X).

Andrzej Kusiak

LITERATURA

[L] Martin M. DJ7VY: Rauscharmer UKW-Oszillator für einen Empfängereingangsteil mit großem Dynamikbereich, "CQ DL" nr 10/1977

Kiedy do bazy tranzystora T2 dochodzi więcej dodatnich impulsów niż do T4, to napięcie na wyjściu wtórnika na T5 i T6 rośnie.

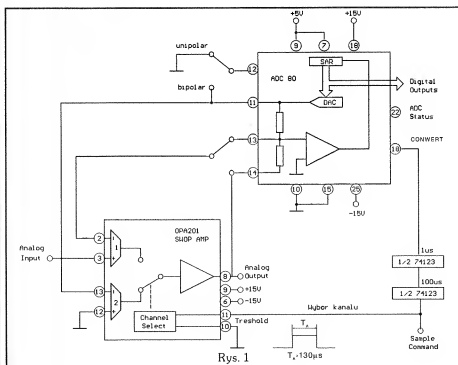
I odwrotnie, kiedy do bazy tranzystora T4 dociera więcej impulsów dodatnich niż do T2, to napięcie na wyjściu wtórnika maleje. Po-

SWOP AMP – wzmacniacze operacyjne z multipleksowanymi wejściami

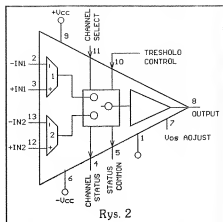
Używając SWOP AMP (Switchable input Operation Amplifier), 12 bit. przetwornik A/C i dwa multiwibratory monostabilne, można zbudować wzmacniacz próbkujący – pamiętający (sample/hold) – Rys.1, który pamięta wybrane próbki praktycznie bez zwisu. Wcześniej takie funkcje spełniały obwody z przełącznikami, jednakże SWOP-AMP wykonują to zadanie szybciej i pewniej.

Stan wysoki linii sample command przyłącza wejście układu OPA 201 do wzmacniacza operacyjnego oraz generuje convert command dla przetwornika A/C. Pierwszy multiwibrator opóźnia o 100 μ s impuls konwersji względem impulsu na linii sample command. Daje to dostateczny czas na ustalenie się stanu wzmacniacza OPA

ciąg dalszy na str. 21



ciąg dalszy ze str. 16

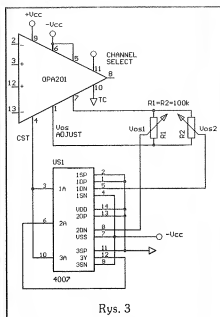


Rys. 2

201. Przetwornik A/C potrzebuje dodatkowych 25µs.

Stosowane dotychczas przełączniki zapewniały wysoką dokładność, ale są drogie i mają ograniczoną liczbę zadziałań w porównaniu z półprzewodnikami.

Natomiast przełączniki FET i multiplexery posiadają rezystancję włączenia oraz prąd upływu w stanie wyłączenia, które wymagają szczególnego zwrócenia uwagi na poziom impedancji, zwłaszcza w wyższych temperaturach pracy. Problemy te znikają w przypadku zastosowania wzmacniacza operacyjnego z przełączanym wejściem.



Rys. 3

Charakterystyka SWOP AMP

Firma

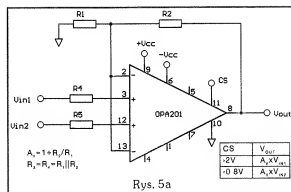
Burr-Brown opracowała precyzyjny wzmacniacz operacyjny OPA 201 z dwoma wejściowymi stopniami i układem wyboru kanału (schemat blokowy na Rys.2).

Tabela 1

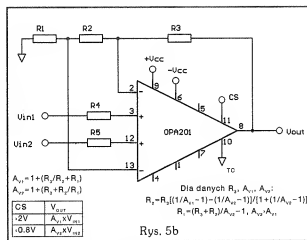
Parametr	Warunki	Min	Typ	Max	Jedn.
V_{os}	-	-	35	100	µV
dryf V_{os}	-25°C/+85°C	-	0.5	1.0	µV/°C
I_{bias}	-	-	25	1	nA
szybk. narast.	-	-	0.2	-	V/µs
PSRR	-	100	-	-	dB
CMRR	-	95	-	-	dB
A_v	$R_1=10k, V_{in}=±10V$	120	130	-	dB
przebieg	V_{in} off = ±12V	120	130	-	dB

Napięcie zasilające może być pojedyncze lub dzielone ± z zakresu 5 do 36V. Typowy prąd zasilający wynosi 350µA. Inne parametry elektryczne są w Tabeli 1

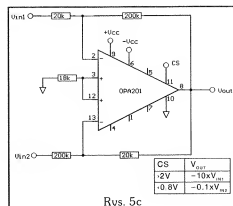
Układ wyboru kanału jest zgodny z różnymi rodzinami logicznymi. Aktualnie używany poziom logiczny może być odniesiony do masy, -Vcc lub innego punktu przez połączenie z nim wyprowadzenia



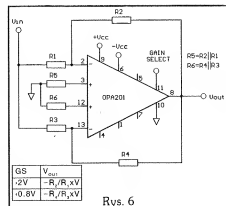
Rys. 5a



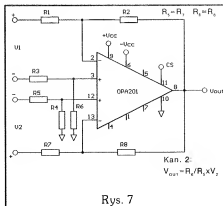
Rys. 5b



Rys. 5c



Rys. 6



Rys. 7

TC(10). Możliwe jest równoważenie każdego kanału osobno za pomocą zewnętrznych potencjometrów (Rys. 3).

Napięcie progowe zmiany kanałów jest ustawiane przez wyprowadzenie 10 – threshold control (TC). Jeśli napięcie na wyprowadzeniu 11 – channel select (CS) jest większe o podwójny spadek napięcia na diodzie niż napięcie na TC, to wybrany jest kanał 1. W przeciwnym razie wybrany jest kanał 2. Tym sposobem zachowana jest zgodność z poziomem TTL odniesionym do masy, gdy TC jest na masie. Połączenie TC z wyprowadzeniem –Vcc (i masą, jeśli poziom TTL) jest szczególnie użyteczne przy stosowaniu niskich napięć zasilających. Np. pojedyncze napięcie +5V może być użyte do zasilania SWOP AMP jak i układu sterującego wejście CS. Niepodłączenie wejścia CS powoduje wybór kanału 1. Z tego względu możliwe jest sterowanie tranzystorem open-collector (lub fototranzystorem) bez pull-up rezystora.

Wyjście CST (channel status) jest typu otwarty kolektor i dostarcza – bez rezystora pull-up – sygnał o przeciwnym stanie logicznym niż sygnał na CS. Może być użyte do przełączania zewnętrznych potencjometrów ustawiających nierównoważenie kanałów, przesuwania poziomu logicznego sygnałów itp. Jeśli jest nieużywane, pozostaje niepodłączone, a wyprowadzenie 5 jest połączone z –Vcc.

Zastosowania

Wzmacniacze z przetłaczanymi wejściami.

Najprostsze zastosowanie przedstawia Rys. 4. Obydwa kanały pracują jako wtórники napięciowe o wysokimpedancyjnych wejściach. Nie są wymagane żadne elementy zewnętrzne. Układ jest użyteczny przy zdalnym czy komputerowym sterowaniu systemów, w których muszą być przetłaczane i buforowane duże sygnały. Dla sygnałów napięciowych obwód stanowi prawie idealny klucz z wysoką wejściową i niską wyjściową impedancją. Duże wzmocnienie z otwartą pętlą i CMRR gwarantują bardzo dobrą dokładność i liniowość.

SWOP AMP może być wykorzysta-

tany do wzmacniania małych sygnałów.

Rys. 5a przedstawia nieodwracający wzmacniacz o jednokowym wzmocnieniu każdego z kanałów (wejścia odwracające są zwarte ze sobą), zaś Rys. 5b pokazuje obwód z niezależnymi pętlami sprzężenia zwrotnego, dający różne wzmocnienia w każdym z kanałów.

Rys. 5c przedstawia wzmacniacz z podwójnym wejściem odwracającym o wzmocnieniach -10 i -0.1 . Zastosowane są osobne pętle sprzężenia zwrotnego. Gdy napięcie wspólne jest bliskie zeru, napięcia wejściowe mogą przekroczyć napięcie zasilania, co pozwala systemom z niskim napięciem zasilającym śledzić duże sygnały przez stosowanie wzmocnień mniejszych niż 1.

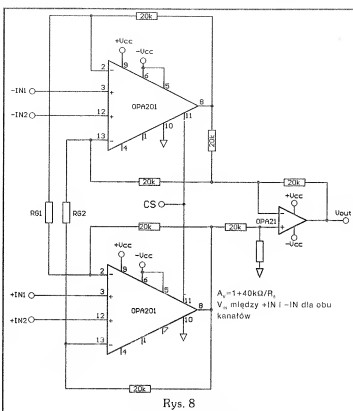
Wzmacniacz z przetłaczanym wzmocnieniem (Rys. 6).

Łącząc wejścia jak na rysunku otrzymujemy możliwość zdalnego sterowania wzmocnieniem układu.

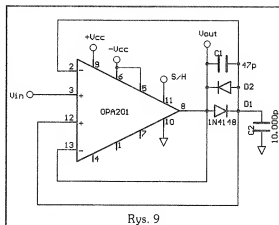
Możliwość wyboru funkcji przejścia wykracza poza wybór wzmocnienia, gdyż związany jest z tym wybór pasma, co jest równie często użyteczne.

Dwukanałowy wzmacniacz różnicowy (Rys. 7).

W wielu zastosowaniach wymagane jest zdalne śledzenie analogowych sygnałów narażonych na zakłócenia AC, więc niezbędne są obwody z różnicowymi wejściami, które nie są czułe na zakłócenia i błędy związane z sygnałem współ-



Rys. 8



Rys. 9

nym. Wysokie wzmocnienie z otwartą pętlą i CMRR układu OPA 201 czynią go idealnym do tego rodzaju zastosowań. Doskonale tłumione są zakłócenia sieciowe 50 i 60Hz.

Jeżeli potrzebna jest większa impedancja wejściowa, można zbudować klasyczny trójelementowy wzmacniacz pomiarowy składający się z dwóch wzmacniaczy SWOP AMP i jednego precyzyjnego wzmacniacza operacyjnego (np. OPA 21). W rezultacie otrzymamy wzmacniacz pomiarowy z podwójnym wejściem, auto-zero i możliwością wyboru wzmocnienia, którego prąd zasilania wynosi ok. 1mA (Rys. 8).

Wzmacniacz próbkujący – pamiętający

(sample/hold – Rys.9).

SWOP AMP może również pracować jako wzmacniacz sample-and-hold. Pobiera wówczas około 10 razy mniej prądu niż większość tego typu układów. Funkcja ta jest szczególnie ważna przy konieczności zdalnej konwersji A/C. Jak widać na rysunku, niezbędne są tylko dwie diody impulsowe i dwa kondensatory. W jednym lub obydwu kanałach można użyć dodatkowe rezystory, jeśli chcemy uzyskać wzmocnienie różne od 1.

Sygnal sterujący S/H jest podawany na wejście wyboru kanału. Gdy wejście to jest w stanie wysokim HI, wybrany jest kanał 1, co odpowiada trybowi sample. Kondensator C2 jest ładowany poprzez

diody do momentu, aż napięcie na nim zrówna się z napięciem wejściowym. Występuje pewne przesunięcie poziomów (ok. 100mV z powodu diod) między wyjściem układu a napięciem na C2. Nie wprowadza to błędów, gdyż w trybie hold błąd jest mniejszy niż 1mV i jest sprowadzany do zera. Kondensator C1 zapewnia wysokoczęstotliwościowe odsprężenie diod redukujące "dzwonienie" w trybie sample.

Tryb pamiętania jest wybierany przez poziom niski LO na wejściu CS, co odpowiada wyborowi kanału 2. Teraz napięcie na pojemności C2 (równe wejściowemu) jest napięciem wyjściowym dla tego kanału. Sprężenie zwrotne wymusza równość napięcia na wyjściu ukła-

du z napięciem obecnym na wejściu w chwili inicjalizacji trybu hold. Napięcie na diodach wynosi mniej niż 100μV, co powoduje odciążenie pętli sprzężenia kanału 1.

Zwis pamiętanego napięcia jest określony przez wejściowy prąd polaryzacyjny oraz kondensator C2 i jest mniejszy niż 2.5mV/ms dla C2 = 10nF. Oznacza to spadek mniejszy niż 0.1LSB (najmniej znaczący bit) dla 12-bit., o 10V-iej pełnej skali przetwornika A/C po trzymaniu napięcia przez 100μs.

Robert Krzysztofek

Opracowano na podstawie:
Burr-Brown – The Handbook of Linear IC Applications

NE 5037 – 6 bitowy przetwornik A/C z wyjściami równoległymi

Układ jest kompletnym przetwornikiem analogowo-cyfrowym powszechnego zastosowania, wykonanym w technologii bipolarnej I²L. Jest dostępny i stosunkowo niedrogi, a duża w tej klasie układów szybkość przetwarzania 9μs/6 bit i proste, asymetryczne zasilanie napięciem +5V są istotnymi zaletami użytkowymi NE 5037.

Typowe przykłady zastosowań:

- Mierniki i sterowniki temperatury
- Urządzenia kontrolno-pomiarowe, w tym do współpracy z systemami μP
- Układy prostych monitorów ekranowych
- Syntezery sygnałów dźwiękowych
- Analogowe sterowniki układów cyfrowych
- Interfejsy czujników wielkości fizycznych i innych.

Wejścia i wyjścia cyfrowe układu są kompatybilne ze standardem TTL. Trójstanowe bufor sygnatów wyjściowych umożliwiają bezpośrednią współpracę z magistralą systemów μP-CMOS. Producent gwarantuje dokładne i stabilne przetwarzanie w całym zakresie temperatur pracy (od 0 do +70°C).

Tabela 1

Stałoprądowa charakterystyka elektryczna NE 5037

$U_{CC} = 5.0V$, $U_{REF} = 2.0V$, Zegar – 1MHz,
 $0^\circ C \leq T_o \leq +70^\circ C$, typ. $25^\circ C$

OZNACZENIE	PARAMETR	STAN POMIARU	MIN	TYP	MAX	JEDN.
	Założenie A/C		6	6	6	bitów
	Dokładność względna			1/4	1/2	LSB
U_{CC}	Dodatknie napięcie zasilające		+4.75	+5.0	+5.50	V
Δ_{FS}	Błąd maksymalnej wejściowej wartości przetwarzanej	$U_{REF} = 2.0V$ $T_o = 25^\circ C$		±1	±2	LSB
Δ_{FS}	Błąd minimalnej (zerowej) wartości przetwarzanej			±1/2	-1/2, +2	LSB
PSR	Rozrzut wartości wyjściowej z winy zmian napięcia zasilającego, dla maksymalnej wartości przetwarzanej	$U_{REF} = 2.0V$ $4.75V \leq U_{CC} \leq 5.5V$		±1/2	±1	LSB
I_{IN}	Prąd polaryzacji wejścia analogowego	$0 \leq U_{IN} \leq 2.5V$		1	10	μA
I_{IN}	Prąd polaryzacji wejścia U_{REF}	$0 \leq U_{IN} \leq 2.5V$		1	10	μA
R_{IN}	Rezystancja wejścia analogowego		3	30		MΩ
U_{IN}	Napięcie wejściowe dla logicznego "1"		2.0			V
U_{IN}	Napięcie wejściowe dla logicznego "0"				0.8	V
I_{IN}	Prąd wyjściowy dla logicznego "1"				10	μA
I_{IN}	Prąd wyjściowy dla logicznego "0"				10	μA
I_{OUT}	Prąd wyjściowy dla logicznego "1"	$2.4V \leq U_{IN}$ $U_{CC} \leq 0.4V$		1		μA
I_{OUT}	Prąd wyjściowy dla logicznego "0"			1.6		mA
I_{CC}	Prąd upływu w 3 stanie			±0.1	±40	μA
I_{CC}	Prąd zasilający US			18	24	mA
P_D	Moc rozpraszana				132	mW

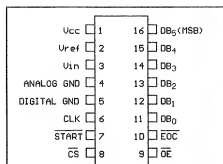
Prąd zasilający układu nie przekracza wymagań prostej struktury TTL. Wejście analogowe przetwornika cechuje się bardzo dużą rezystancją (typowo 30MΩ) w całym zakresie napięć wejściowych od 0 do U_{REF} , co odpowiada pełnej dynamice przetwarzania, a na wyjściu 6 bitowym wartości od 0 do 63. Ty-

Tabela 2

Zmiennoprądowa charakterystyka elektryczna NE 5037

 $U_{CC} = 5.0V$, $U_{REF} = 2.0V$, Zegar = 1MHz $0^{\circ}C \leq T_o \leq +70^{\circ}C$ (typ. $T_o = 25^{\circ}C$)

OZNACZENIE	PARAMETR	OD	DO	STAN POMIARU	MIN	TYP	MAX	JEDN.
f_{max}	Maksymalna częstotliwość zegara				1			MHz
t_w	Doługość impulsu startu				300			ns
	Minimalny czas trwania wysokiego/niskiego stanu impulsu zegara				300			ns
t_{conv}	Czas przetwarzania						9	okresów zegara
$t_{p(wy. dan.)}$	Czas propagacji	OE	wyjscie danych	$T_o = 25^{\circ}C$			500	ns
$t_{p(wy. EOC)}$	Czas propagacji	zegar	EOC	$t_w = t_r$			800	ns
$t_{p(3-stan)}$	Czas propagacji - 3 stan	OE	wyjscie danych	$t_r \leq 20ns$			500	ns



Rys.1 Topografia wyprowadzeń NE 5037

pową wartością U_{REF} , ustawiana zewnętrznie wynosi 2.00V. Na 1 SLB przypada około 1.56% pełnego zakresu U_{IN} . Sześciobitowe wyjścia danych są aktywne w stanie wysokim. Wyjście EOC jest typu otwarty kolektor i wymaga rezystora zewnętrznego o wartości 5kΩ dla uzyskania poziomu "H".

Typowa częstotliwość zegara taktującego wynosi: 1MHz z odniesieniem do parametrów elektrycznych przedstawionych w tabelach charakterystyk DC/AC (Tabele 1 i 2). Opóźnienie propagacji na wyjściu EOC interpretowane jest jako

czas od zaistnienia opadającego zbocza 9 cyklu zegara taktującego (od impulsu START) do zmiany stanu wyjścia EOC z "H" do "L".

Układ jest wykonywany w trzech rodzajach obudów 16-nóżkowych dwurzędowych:

NE 5037F – ceramiczna o rastrze 0.1"

NE 5037N – plastikowa o rastrze 0.1"

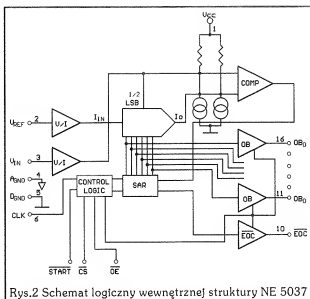
NE 5037D – plastikowa (SMD) o rastrze 0.05"

Niezależnie od typu obudowy – zakres temperatur pracy układu wynosi (od 0 do $+70^{\circ}C$).

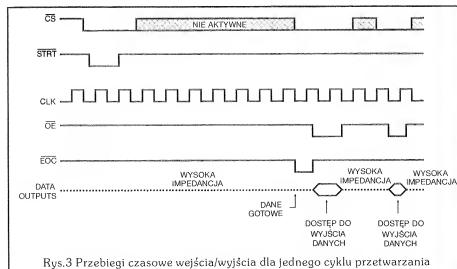
Na wyprowadzeniu CS(8) musi pojawić się stan niski "L" przed rozpoczęciem procesu przetwarzania. Przy wprowadzeniu impulsu START układ wewnętrznej logiki sterowania zeruje rejestr

SAR. Pierwsze po tym czasie zbocze opadające sygnału zegara rozpoczyna proces przetwarzania. Komparator porównuje, czy prąd wyjściowy z przetwornika DAC jest większy lub mniejszy od prądu wejściowego będącego w trakcie przetwarzania, a pochodzącego z analogowego konwertera U/J. Jeżeli

prąd wyjściowy z DAC jest większy od I_{we} , wtedy przetwarzany bit jest ustawiany na "0", co jednocześnie jest przekazywane do bufora wyjściowego. Jeżeli natomiast niższy, bit przetwarzany ustawiany jest na "1" i jak poprzednio przeniesiony do bufora wyjściowego. Kolejne taktory zegara inicjują analizę na ko-



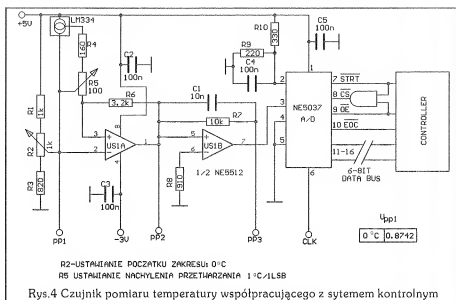
Rys.2 Schemat logiczny wewnętrznej struktury NE 5037



Rys.3 Przebiegi czasowe wejścia/wyjścia dla jednego cyklu przetwarzania

lejnych pozycjach binarnych.

Po zaistnieniu przewidzianego zbocza impulsu zegarowego (od przyjęcia impulsu START) wyjście EOC przechodzi do poziomu "L", przez co sygnalizuje zakończenie przetwarzania czyli ukończenie danych. Dane są utrzymywane aż do wykasowania po kolejnym impulsie START, ale nie są dostępne na wyjściu układu. Decyduje o tym sygnał OE zarządzający buforami wyjściowymi. Stanem spoczynkowym wejścia OE jest poziom "H" wtedy wyjścia buforów danych są w 3 stanie, posiadając wysoką impedancję symulującą odłączenie szyny



danych. Pojawienie się impulsu o poziomie "L" na wejściu OE powoduje uaktywnienie wyjść i pojawiają się na nich aktualnie utrzymywana informacja 6 bitowa, na czas trwania tego impulsu. Zobrazowanie czasowe sygnałów dla jednego cyklu przetwarzania przedstawione zostało na Rys.3. Wyjście sygnału EOC jest przestawiane w stan "H", jeżeli OE przechodzi do "L".

Masa części analogowej NE 5037 wyprowadzenie (4) oraz masa części cyfrowej wyprowadzenie (5) nie są wewnętrznie połączone. Powinny być na zewnątrz połączone

razem, co zapewnia optymalną dokładność przetwarzania. Układ może pracować z różnicą napięć między wyprowadzeniami 4 i 5 w zakresie $\pm 200\text{mV}$, przy czym należy się liczyć z pogorszeniem dokładności. Połączenie między wejściem analogowym a źródłem napięcia przetwarzanego powinno być możliwie krótkie, a wejście U_{REF} powinno być zablokowane kondensatorem do masy. Częstotliwość zmian sygnału wejściowego powinna być możliwie ograniczona, co zapobiegnie przetwarzaniu zakłóceń lub szumów. Można to zrealizować po-

przez sprzężenie w układach źródła sygnału, jak to ma miejsce w aplikacjach z Rys.4 i 5 lub przez pojemnościowe sprzężenie wyprowadzenia 3 z masą.

Dokładność przetwarzania zależy od stabilności U_{REF} , czyli w przypadku dzielenia napięcia $+U_{CC}$ od całkowitego napięcia zasilającego.

Przetwarzanie sygnałów szybko-zmiennych wymaga stosowania analogowych wzmacniaczy próbkująco-podtrzymujących na wejściu przetwornika A/C. Sterowanie sygnałem EOC.

Cyfrowy układ pomiaru temperatury

W prezentowanym układzie pomiarowym generalnym elementem funkcjonalnym jest 6 bitowy przetwornik analogowo-cyfrowy NE 5037. Równoległe wyjścia informacyjne, mała liczba elementów otoczenia przetwornika oraz obwody dostępu do sterowania pozwalają na różnorodne zastosowanie tego układu scalonego, zarówno w rozwiązaniach urządzeń autonomicznych, jak też współpracujących z systemami mikroprocesorowymi. Przedstawione układy termometrów są oferowanymi przez producenta przykładami zastosowań NE 5037, jak też pozostałych wyko-

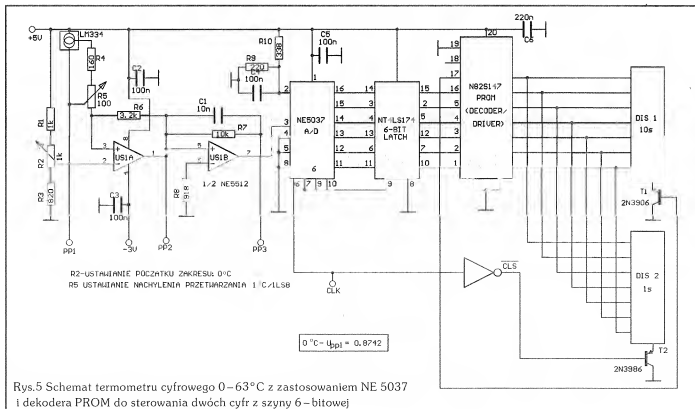


Tabela 3

Zestawienie porównawcze popularnych przetworników analogowo-cyfrowych

TYP UKŁADU A/C	ILOŚĆ PRZETWARZANYCH BITÓW	DOKŁADNOŚĆ W %	SZYBKOŚĆ PRZETWARZANIA	WEJŚCIOWY PARAMETR		WYJŚCIE TRÓJSTANOWE	WEWNĘTRZNE ŹRÓDŁO ODNIESIENIA	WEWNĘTRZNY ZEGAR	RODZAJE OBU- DOWY			ZAKRESY TEMPE- RATUR PRACY		
				NAPIĘCIE	PRĄD				SMD	PLASTIKOWA NORMALNA	CERAMICZNA	FE	COM'L	MIL
NE 5036	6	0.78	23	X	-	X	-	-	X	X	X	X	X	-
NE 5037	6	0.78	9	X	-	X	-	-	X	X	X	X	X	-
PNA 7509	7	0.78	-	X	-	X	-	-	-	-	-	X	X	-
ADC 0803-1	8	0.19	73	X	-	X	-	X	X	X	X	X	X1	-
ADC 0804-1	8	0.39	73	X	-	X	-	X	X	X	X	X	X1	-
ADC 0805-1	8	0.39	73	X	-	X	X	X	X	X	X	X1	X1	-
ADC 0820B	8	0.19	2.5	X	-	X	-	X	X	X	X	-	-	X
ADC 0820C	8	0.39	2.5	X	-	X	-	X	X	X	X	-	X	X
NE 5034	8	0.19	17	X	-	X	-	-	X	X	-	X	-	-
PCF 8591	8	0.59	90	X	-	X	-	X	X	X	-	X	X	-
TDA 1534	14	0.003	8.5	-	X	-	X	X	-	-	-	X	-	-

rzystanych elementów scalonych.

Układy pomiarowe przedstawione na Rys.4 i 5 są identyczne w swojej części analogowej. Elementem realizującym przetwarzanie $\Delta T/\Delta I$ jest sterowane źródło prądowe LM 334. Przetwornik reaguje na zmiany temperatury z czułością $1\mu A/1^\circ K$.

Do obróbki i wzmocnienia sygnału zastosowano podwójny wzmacniacz operacyjny NE 5512 o wysokiej stabilności. Pierwszy wzmacniacz realizuje konwersję $\Delta I/\Delta U$ z odpowiednim, ustalonym przez sprzężenie zwrotne nachyleniem - (R_3). W obwodzie możliwa jest nieznaczna korekcja tego parametru przez ustawienie rezystora

R_5 ustalającego zakres pomiarowy. Kalibracja początku zakresu jest możliwa z pomocą rezystora PR_1 . Napięcie kontrolne w PR_1 powinno wynosić 0.8742V dla zakresu pomiarowego od $0^\circ C$ do $+63^\circ C$. Drugi wzmacniacz uzupełnia wzmocnienie napięciowe poprzedniego stopnia ograniczając jednocześnie pasmo przenoszenia toru celem eliminacji zakłóceń trzaskowych i szumowych. Całkowite nachylenie przetwarzania $\Delta T/\Delta U_{PP3}$ musi być dopasowane do stałej przetwarzania konwertera A/C, która wynosi przy $U_{CC} = 5V$ i $U_{REF} = 2.0V$, $32mV/1LSB$, dlatego do wyprowadzenia 3 NE 5037 powinien być dostarczony sygnał z nachyleniem,

dym nowym przetworzeniu, w związku z czym są ciągle statycznie dostępne dla dekodera cyfrowego. Połączenie wyjścia \overline{EOC} z wejściami START i OE umożliwiają ciągły cykl przetwarzania i ekspozycję danych wyjściowych na krótki czas niezbędny do zapisu w Latch'u.

Układy NE 5037 są dostępne w firmie TME.

Ślawomir Szczęśniewicz

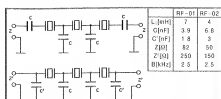
Opracowano na podstawie:
SIGNETICS - Data book

Filtry drabinkowe z rezonatorów piezoceramicznych 465kHz w transceiverze CW/SSB

Wśród krótkofalowców polskich niebywałą popularnością cieszy się "płytką wg SP5WW" - układ formowania sygnału SSB oraz tor odbiorczy p.cz. i m.cz. z fabrycznym filtrem kwarcowym SSB 9 MHz; konstrukcja opisana w "Radioelektroniku" nr 8/1986 przez Jerzego

Węglewskiego SP5WW. W artykule opisano układ funkcjonalnie zgodny z "płytką SP5WW", ale pracujący na częstotliwości ok. 465 kHz z filtrami drabinkowymi SSB wykonanymi z tanich rezonatorów piezoceramicznych 465 kHz RF-01 lub RF-02 prod. ZPR CERAD. Nie-

wielka p.cz., predysponującą układ do zastosowania w transceiverze na pasmo 3,5 MHz (3,5 ... 3,8 MHz), pozwoliła na zastosowanie prostego modulatora DSB na układzie scalonym UL1242 - pracującym bardzo dobrze, ale na częstotliwościach mniejszych od 1 MHz



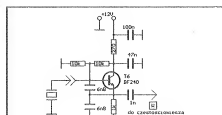
Rys. 1 Filtry drabinkowe SSB z trzema rezonatorami piezoceramicznymi 465kHz RF-01 lub RF-02

oraz wzmacniacza p.c. na UL1203.

Na Rys.1 przedstawiono drabinkowe filtry SSB z trzema rezonatorami RF-01 i RF-02, których indukcyjności zastępcze f_s wynoszą 7 i 4 mH (patrz artykuł o projektowaniu kwarcowych filtrów drabinkowych, zamieszczony w "NE" nr 6/93) – z pierwszą i ostatnią pojemnością szeregową (Rys.1a) i równoległą (Rys.2b). Obliczone wartości pojemności oraz impedancji wejściowej i wyjściowej zamieszczono w tabeli. Zmierzone tłumienie w paśmie przenoszenia pojedynczego filtra wynosiło ok. 15 dB przy wytłumieniu niepożądaną wstęgę boczną ok. 30 dB. Dlatego w torze odbiorczym, dla poprawy selektywności, zastosowano dwa takie filtry – jeden przed i drugi po wzmacniaczu p.c. Selektywny filtr włączony po wzmacniaczu p.c. dodatkowo zmniejsza szumy na wyjściu wzmacniacza p.c. (mające charakter szerokopasmowy). W torze nadawczym w zupełności wystarcza zastosowanie pojedynczego filtra; w szczególności przy małej mocy nadajnika – moc nadajnika jest bowiem proporcjonalna do kwadratu napięcia na wyjściu wzbudnicy SSB.

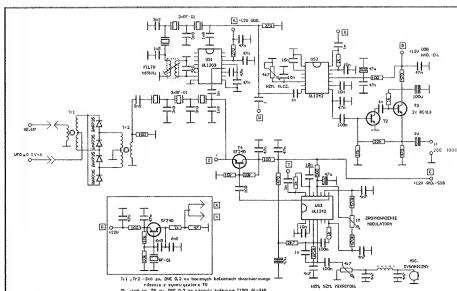
Ze względu na duży rozrzut częstotliwości rezonansu szeregowego, rezonatory piezoceramiczne przed wmontowaniem do układu wymagają wstępnej selekcji (ko-

niecznie!!!). Mierzac częstotliwość mierząc cyfrowym częstotliwością przedstawionego na Rys.2 generatora; należy wybrać siedem rezonatorów, z którymi częstotliwość generatora nie będzie się różniła o więcej niż 200 ... 300 Hz. Rezonator o najniższej częstotliwości (z wybranych siedmiu) powinien pracować jako "pilot" w generatorze fali nośnej. "Płytką" z takim "pilotem" będzie pracowała z górną wstęgą boczną i aby uzyskać dołną (zwyczajowo przyjęła się praca emisją jednowstęgową na częstotliwościach poniżej 10 MHz z dołną wstęgą boczną), generator sterujący transceivera (VFO) powinien pracować na częstotliwościach



Rys. 2 Generator służący do selekcji rezonatorów piezoceramicznych

drabinkowymi SSB wykonanymi z rezonatorów piezoceramicznych 465 kHz RF-01 przedstawiono na Rys.3. Składa się on z podwójnie zrównoważonego mieszacza na czterech diodach BAP795 (mieszacz jest elementem wspólnym dla toru odbiorczego i nadawczego transceivera), wzmacniacza p.c.

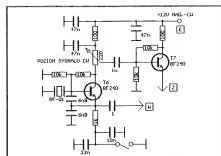


Rys. 3 Podstawowy zespół transceivera CW-SSB z filtrami drabinkowymi SSB z rezonatorów piezoceramicznych 465kHz RF-01

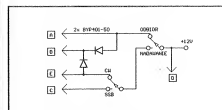
$f_{RXTX} + 465$ kHz, tj. od 3965 do 4265 kHz. Na koniec należy wybrać jeszcze jeden rezonator – o częstotliwości o ok. 1 kHz większej od częstotliwości pozostałych rezonatorów; do pracy w kluczowanym generatorze telegraficznym. Jak pokazała praktyka, do kompletowania rezonatorów do jednej "płytki" trzeba dysponować kilkudziesięcioma rezonatorami. Zaletą filtrów z rezonatorami piezoceramicznymi jest ich odporność na uszkodzenia mechaniczne (w przeciwieństwie do filtrów kwarcowych). Predysponuje je to do stosowania w urządzeniach przenośnych.

Schemat podstawowego zespołu transceivera CW-SSB z filtrami

odbiornika (US1-UL1203), produkt-detektora (US2-UL1242), wzmacniacza słuchawkowego (T2 i T3), modulatora DSB (US3-UL1242) wraz z wótnikiem emiterowym (T4) i generatora w.c. (T5), który podczas odbioru pracuje jako BFO i generator fali nośnej podczas nadawania. Na Rys. 4 pokazano kluczowany generator tele-



Rys. 4 Kluczowany generator telegraficzny



Rys. 5 Przełączniki CW-SS i nadawanie-odbior

graficzny z wtórniakiem emiterowym (T6 i T7). Podczas nadawania telegrafii w słuchawkach jest słyszany sygnał akustyczny, będący produktem zdudniania się częstotliwości obu generatorów w.c.z. – kluczowanego (na T6) i niekluczowanego (na T5). Na Rys.5 przedstawiono przetworniki CW-SSB i nadawanie-odbior.

Najważniejszym etapem pod-

czas uruchamiania układu jest opisana powyżej selekcja rezonatorów. Pozostałe czynności; zrównoważenie modulatora DSB, zestrojenie filtru LC 465 kHz na wyjściu wzmacniacza p.c.z., ustawienie wzmocnienia wzmacniacza mikrofonowego i poziomu sygnału CW, nie powinny sprawić nikomu trudności.

W konstrukcji transceivera nale-

ży szczególną uwagę zwrócić na ekranowanie poszczególnych stopni. W żadnym wypadku nie wolno dopuścić, aby sygnał w.c.z. ze stopni sterujących oraz ze stopnia końcowego nadajnika przenikał do VFO lub do modulatora DSB – np. poprzez wejście mikrofonowe.

Andrzej Kusiak

Katalog tranzystorów b. ZSRR (ciąg dalszy)

Tranzystory bipolarne

Tabela 8.2

Tranzystory N-P-N, małej mocy, b. wysokiej częstotliwości.

TYP	Ic mA	U _{cer} V	U _{cb0} V	U _{eb0} V	P _{cm} /T mW/°C	β	F _{gr} GHz
KT3106A-2	20	15	15	2.5	30/50	≥40	1
2T3120A	20	15	15	3	100/65	≥40	1.8
KT3120A	20	15	15	3	100/65	≥40	1
KT339B	25	25	40	4	250/55	≥25	0.45
2T316A	30	10	10	4	150/75	20-60	0.6
2T316B	30	10	10	4	150/75	40-120	0.8
2T316B	30	10	10	4	150/75	40-120	0.8
2T316Γ	30	10	10	4	150/75	20-100	0.6
2T316D	30	10	10	4	150/75	60-300	0.8
2T306B	30	10	15	4	150/90	40-120	0.5
2T306Γ	30	10	10	4	150/90	40-200	0.5
KT306B	30	10	15	4	150/90	40-120	0.5
KT306H	30	10	15	4	150/90	40-200	0.5
KT325A	30	15	15	4	225/85	30-90	0.8
KT325B	30	15	15	4	225/85	70-210	0.8
KT325B	30	15	15	4	225/85	160-400	1
2T355A	30	15	15	4	225/85	80-300	1.5
KT355A	30	15	15	4	225/85	80-300	1.5
2T368A	30	15	15	4	225/65	50-300	0.9
2T368B	30	15	15	4	225/65	50-300	0.9
KT368A	30	15	15	4	225/65	50-300	0.9
KT368B	30	15	15	4	225/65	50-300	0.9
2T396A-2	40	10	15	3	30/65	40-250	2.1
KT396A-2	40	10	15	3	30/50	40-250	2.1
2T366B-1	45	10	15	4.5	90/70	50-200	1
KT366B	45	10	15	4.5	90/70	50-200	1
KT316A	50	10	10	4	150/90	20-60	0.6
KT316B	50	10	10	4	150/90	40-120	0.8
KT316B	50	10	10	4	150/90	40-120	0.8
KT316Γ	50	10	10	4	150/90	20-100	0.6
KT316D	50	10	10	4	150/90	60-300	0.8
ΓT311H	50	10	10	1.5	150/20	100-300	0.45
1T311A	50	12	12	2	150/20	15-180	0.3
1T311B	50	12	12	2	150/20	30-180	0.3
1T311Γ	50	12	12	2	150/20	30-80	0.45
1T311D	50	12	12	2	150/20	60-180	0.6
1T311K	50	12	12	2	150/20	60-180	0.45

TYP	Ic mA	Ucer V	Ucbo V	Uebo V	Pcmax/T mW/°C	β	Fgr GHz
1T311L	50	12	12	2	150/20	150-300	0.6
1T311B	50	12	12	2	150/20	15-50	0.45
1T311F	50	12	12	2	150/20	30-80	0.45
1T311D	50	12	12	2	150/20	60-180	0.6
1T311E	50	12	12	2	150/20	15-80	0.25
1T311K	50	12	12	2	150/20	50-200	0.3
2T325A	60	15	15	4	225/85	30-90	0.8
2T325B	60	15	15	4	225/85	70-210	0.8
2T325B	60	15	15	4	225/85	160-400	1
1T387A-2	-	8	10	0.2	175/30	-	2.16
1T387B-2	-	8	10	0.2	175/30	-	3
2T384A-2	300	30	30	5	300/85	30-180	0.45
2T384AM-2	300	30	30	5	300/85	30-180	0.45
KT384A	300	30	30	4	300/70	30-180	0.45
KT384AM	300	30	30	4	300/70	30-180	0.45

Witold Wrotek

c.d.n.

OGŁOSZENIA DROBNE

STEROWNIKI WĘZY DYSKOTEKOWYCH, 200 KOMBINACJI, INFORMACJE, KOPERTA ZWROTNA + ZNACZEK. "VOLT-S", UL. MAŁBORSKA 88/24, 82-300 ELBLĄG.

SPRZEDAM WOBULOŚKOP. WROCŁAW TEL. 57-16-20 PO 18.00.

WYKRYWACZ METALI. ALARM MIESZKANIOWY. ZESTAWY DO SAMODZIELNEGO MONTAŻU. INFORMACJE GRATIS KOPERTA ZWROTNA. SYLWESTER KRÓLAK, 75-337 KOSZALIN, UL. K. WYKI 19/6.

TRANSET - ZESTAWY DO SAMODZIELNEGO MONTAŻU REWELACyjnych WYKRYWACZY METALI, PRZYSTAWKI ZMIENIAJĄCEJ TELEWIZOR W WIELOKANALOWY OŚCYSŁOKOP, TUNERA TV-SAT ITP. INFORMATOR - KOPERTA + ZNACZKI NA LIST POLECONY. 58-550 KARPACZ 3, SZKOLNA 2.

DUŻY WYBÓR INSTRUKCJI SERWISOWYCH DO SPRZĘTU TV, VIDEO, HI-FI ORAZ CZĘŚCI I PODZESPOŁY ELEKTRONICZNE DO W/W SPRZĘTU OFERUJE FIRMA "KLAR" P.S.P. UL. CHOPINA 11A 74-320 BARLINEK TEL. 61-974. WYSYŁKA KATALOGÓW ZA ZALICZENIEM POCTOWYM.

NAPRAWA I PRZESTRAJANIE NA PAL GENERATORÓW K-935 I K-938 ORAZ GENERATORÓW ROSYJSKICH. W GENERATORACH K-935, K-938 I K-939 INSTALUJEMY RÓWNIEŻ KODERY TELETXTU WRAZ Z TESTEM PODOBNYM DO TELEWIZyjNEGO OBRAZU KONTROLNEGO. TESTNIK - WARSZAWA UL. ROBINII 8 A TEL/FAX (02) 667-72-70.

SCHEMATY ZACHODNIH WZMACNIACZY GITAROWYCH, EFEKTÓW, INFORMACJE - KOPERTA ZWROTNA. STANISŁAW GOGOL, 43-265 KRZYŹ.

SCHOTTKY LED LCD VMOS CMOS REG NAPIĘCIA WZMACNIACZE ZEGARY GENERATORY 50Hz 1Hz WYKAZ KOPERTA ZNACZEK 75-531 KOSZALIN PIŁSUDSKIEGO 98A 7

SPRZEDAM SUPER ZESTAWY DO MONTAŻU KATALOG BEZPŁATNY KOPERTA + DWA ZNACZKI. J. MOCARSKI UL. KILIŃSKIEGO 4 67-400 WSCHOWA

ZAROBEK 10-15 MLN MIEŚ. WYŚLĘ ZBIÓR METAL WYPRACOWANYCH PRZEZ 8 LAT! DZIAŁAJĄ ZAWSZE! CENA 1MLN. NAPISZ! J.A. UL. SPÓDZIELCÓW 10/3 POLANICA

CHAŁUPNICZO PRZYJMĘ MONTAŻ ELEKTRONICZNY DARIUSZ STĘPIEN UL. DĘBOWA 16/14 26-940 PIONKI WOJ. RADOMSKI TEL. 121771

KUPIĘ TRANSCEIVER WIELOPASMOWY, NALEPIEJ Z PROGRAMOWALNĄ SYNTEZĄ ORAZ ANTENNA TUNERS. OFERTY PROSZĘ KIEROWAĆ NA ADRES R. TOMCZEK UL. WĄNTULEY 90, 43-450 USTRONŃ TEL. 32-34

PIŁNIE KUPIĘ TRANZYSTORY CF-300 TELEFUNKNA Cwikliński P-66 76-150 DARŁOWO

PROGRAMATORY I SYMULATORY EPROM. INFORMACJA KOPERTA + ZNACZEK. MACIEJ ŁASKOWSKI 47-400 RACIBÓRZ UL. LOTNICZA 22/4

ZŁECĘ WYKONANIE SERII CYFROWYCH ZEGARÓW - CMOS Z Drukarką CZASU: S, M, H I DNI. ENERGOOSZCZĘDNY. B.RYŚ 68-200 ŻARY UL. MĘCZENNIKÓW OŚW. 7/24

SPRZEDAM AMATORSKIE RADIO A.B I KSIĄŻKI O TEMATYCE ELEKTRONICZNY WYKAZ KOPERTA ZNACZEK RYSZARD WĄNT UL. MIODOWA 9/16, 31-055 KRAKÓW

PODEJMĘ SIĘ CHAŁUPNICZEGO MONTAŻU ELEKTRONICZNEGO LUB INNEJ PRACY STOJAK BOGUSŁAW 33-165 JODŁOWA 660 WOJ. TARNOWSKIE

TECHNIK ELEKTRONIK PODEJMĘ SIĘ MONTAŻU I URUCHOMIENIA UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH JAROSŁAW CHACIŃSKI UL. KLONOWA 9 SULEJÓWEK

ELEKTRONIK Z PRAKTYKĄ PODEJMĘ SIĘ CHAŁUPNICZO MONTAŻ ELEKTRONICZNY POSIADAM SAMOCHÓD I TELEFON BOGDAN JANICKI 64-830 MARGONIN MŁYNARY 4

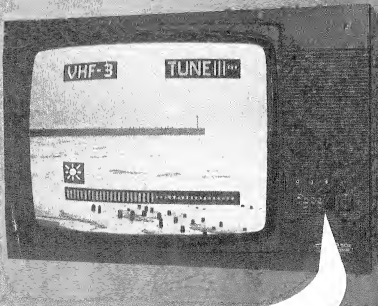
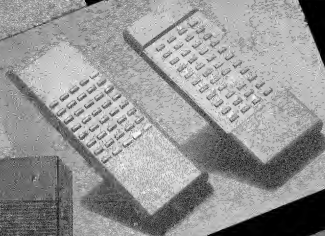
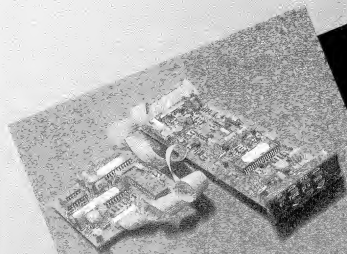
POSZUKUJĘ USZKODZONEGO MAGNETOFONU NVG21 PANASONIC ELEKTRYCZNI LUB ZESPOŁU NAPIĘDOWEGO OD NIEGO M.ŁUBISZEWSKI ALARMII KRAJOWEJ 53/99, 42-200 CZĘSTOCHOWA

PODEJMĘ MONTAŻ ELEKTRONICZNYCH PODZESPOŁÓW SŁAWOMIR MASZKE UL. WICI 74/37 ŁÓDŹ 91-157

SZUKAM PRACY W DZIEDZINIE INFORMATYKI LUB ELEKTRONIKI POSIADAM KOMPUTER 386DX NAJCIEŃNIEJ NA NIM BYM PRACOWAŁ ADAM DUBOWSKI BIAŁYSTOK



proelco



oferuje:

- * zdalnie sterowanie z OSD (do odbiorników polskich i radzieckich)
- * pilory
- * dekodery telegazety
- * dekodery PAL
- * transkodery SECAM/PAL
- * konwertery fontli 5.5/6.5MHz i odwrotnie
- * moduły fontli równoległych
- * konwertery LKIF w obudowie i bez obudowy
- * we/wy audio video
- * produkcja kontraktowa

Do nas zawsze blisko

Gdańsk "Naj-Electronic" ul. Wieniawskiego 13/8 tel. 322218, Gdańsk "Unifona" ul. Gen. Hallera 167 tel. 310866
Gdynia "Eldi" PH. ul. Abrahama 21 i 20-48-82, Gdynia "Kolo" PHU. ul. Warszawska 38 i 21-64-81
Gdynia "Mapero" PHU. ul. Kiloskiego 16 i 218331, Bielsko B. "Lappor" S.C. ul. Partyzantów 13 VI 20252
Bydgoszcz "Elcomis" ul. Śniadeckich 21 tel. 225908, Częstochowa "DT-Domator" ul. ZWM 26 tel. 30706
Gniezno "PC-Electronic" ul. Łąkowa 2 tel. 3658, Katowice "Valtronika" ul. Piękutyńska 9 tel. 514020
Kwidzyn "T.Electronic" ul. Tęczowa 1 tel. 3780, 1270, Kraków "Elektronik-Land" ul. Krolowej Jadwigi 29, Łódź "Helfi" ul. Żółtych 100 tel. 371235, Poznań "AVS" ul. Dąbrowskiego 1 i 2-77-405 i 1 tel. 330295
Poznań "Hefi-Electronic" ul. Świdnicka 11 i 65-774, Bydgoszcz "Eldi" ul. Partyzantów 13 VI 20252
Sopot "Sopot-Electronic" ul. Bracka 100 i 28305, Szczecin "Electronika" ul. Słowackiego 113 i 601348
Tarnobrzeg "PHU" ul. N-wy 37 i 34-723, Warszawa "Eldi" ul. Młocińska 911 tel. 6288173
Proelco Glińsk-Warszawa Wolanów sob. i niedz., Warszawa Zdobych S.A. ul. Wolanów 33
Zielona Góra "HDK" ul. Komiecka 95 tel. 61511, Zielonka "Wozzko dla Ciebie" ul. Cicha 18 tel. 3758

twój sukces do dobry partner

ZAPRASZAMY DO WSPÓŁPRACY ZAKŁADY USŁUGOWE I HANDLOWE
SPRZEDAŻ HURTOWA I DETALICZNA, SPRZEDAŻ WYSYŁKOWA

NOWY ADRES: PL-83 000 Pruszcz Gdański ul. Batalionów Chłopskich 1 POLAND

proelco

tel: (058) 822053, 822054, 822055 fax: 822056 tlx: 0512448 pec pl